

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel

Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Grund- und Oberwellen

Aus dem Inhalt:

In den folgenden Heften:

Hochfrequenz-Spannungsteiler; Trichterantennen; Trichterantennen-Schrifttum; Zwischenübertrager für die Praxis; Beurteilung und Auswahl des Ausgangsübertragers; Schallfeldgrößen; Leistungsverstärker; Hyperbolische Funktionen; Tonabnehmer

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Die Auslese

beschäftigt sich unter anderem auch mit den Grundfragen der beruflichen Weiterbildung. Sie kümmert sich in diesem Sinne sehr um die mathematische Ausbildung und um die als Grundlage dafür geschriebenen Bücher. Das beweisen z. B. die im vorliegenden Heft enthaltenen Besprechungen mathematischer Werke. Die Besprechungen und die zugehörige Einleitung wollen den Auslese-Lesern wirklich helfen, wie das ja auch die mathematischen Arbeiten der „Auslese“ in hohem Maße tun. Viele Leser werden beispielsweise noch den Aufsatz über die symbolische Methode in angenehmer Erinnerung haben. Die „Auslese“ kämpft aber auch um eine klare, sinnvolle Ausdrucksweise. Das zeigen die einzelnen Beiträge, die mit möglichster Klarheit und Sauberkeit abgefaßt sind. Und einzelne Aufsätze regen in wichtigen Fällen an, die Bezeichnungen günstiger zu wählen. Als Beispiel seien die im vorliegenden Heft enthaltenen Ausführungen über Strom-, Feld- und Schallstärke genannt.

Bedenken Sie, daß auch Sie mit solchen Argumenten für die „Auslese“ werben und dadurch zur Förderung der deutschen Technik beitragen können. Vergessen Sie nicht, jeweils darauf hinzuweisen, daß die „Auslese“ im ganzen Jahr nur RM 5.— kostet!

Umrechnung goniometrischer Ausdrücke

Von Ing. Otto Schmid

Die Umrechnung der Funktionen vielfacher oder zusammengesetzter Winkel (z. B.: $z = \cos x \sin y$; $z = \sin^4 x$; $z = \cos\ (x + y)$ usw.) ist auf gewöhnlichem Wege umständlich und zeitraubend. Folgend wird eine einfache, auf der Gleichung $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ fußende Umrechnungsweise für diese in der Hochfrequenztechnik häufigen Ausdrücke angegeben und an Beispielen erläutert.

Auftreten goniometrischer Ausdrücke

Bei der Berechnung des Zusammenhanges zwischen Wechselspannungen und -strömen in Stromkreisen mit nichtlinearen Gliedern treten goniometrische Ausdrücke der Formen

$$\sin^n \omega t;\ \cos^n \omega t;\ \sin\ \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t\ \text{usw.}$$

auf. Hierher gehören insbesondere die Gleichrichtungs-, Verzerrungs-, Modelungs- und Rückmodelungserscheinungen. Die Auswertung, d. h. die physikalische Deutung der angeführten Ausdrücke, ist erst nach Umrechnung möglich.

Ein Beispiel aus der Praxis

Im Bereich kleiner Aussteuerungen kann die Kennlinie einer Elektronenröhre als Parabel angesehen werden:

$$I = I_0 + SU + \frac{1}{2}\ TU^2,$$

worin I den Gesamt-Anodenstrom, I_0 den Anoden-Ruhestrom, der sich bei Steuergleichspannung einstellt, $S = \mathrm{d}I/\mathrm{d}U$ die Steilheit, $T = \mathrm{d}^2 I/\mathrm{d}U^2$ die Krümmung der Kennlinie und U die Steuerspannung bedeuten. Wird die Röhre, wie z. B. bei der Mischung im Zwischenfrequenzempfänger oder bei der Amplitudenmodelung eines Senders, von zwei Wechselspannungen $U_1 \cos \omega_1 t$ und $U_2 \cos \omega_2 t$ gemeinsam gesteuert, so gilt:

$$U = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t.$$

Damit wird der Anodenstrom:

$$I = I_0 + S\,(U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t) + \frac{T}{2}\,(U_1\ \cos \omega_1 t + U_2\ \cos \omega_2 t)^2 =$$

$$= I_0 + SU_1 \cos \omega_1 t + SU_2 \cos \omega_2 t + \frac{T}{2} U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + \frac{T}{2} U_2^2 \cos^2 \omega_2 t + TU_1 U_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t. \qquad \text{(I)}$$

Hierin erkennen wir den Ruhestrom I, die Grundfrequenzströme mit den Höchstwerten SU_1 und SU_2 sowie mit den Kreisfrequenzen ω_1 bzw. ω_2, und drei weitere Teilströme, deren Art wegen der Faktoren $\cos^2 \omega t$ und $\cos \omega_1 t \cos \omega_2 t$ nicht ohne weiteres klarliegt.

Die Umformung der Ausdrücke [1]

Wir gehen von der eingangs erwähnten Gleichung aus, die wir hier für positiven und negativen Exponenten getrennt anschreiben:

$$\cos x + j \sin x = e^{jx} \qquad \text{(1 a)}$$

$$\cos x - j \sin x = e^{-jx}. \qquad \text{(1 b)}$$

Durch Zusammenzählen bzw. durch Abziehen dieser beiden Gleichungen erhalten wir:

$$\cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \qquad (2)$$

$$\sin x = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}. \qquad (3)$$

Haben wir für $\cos x$ bzw. $\sin x$ die Exponentialform (2) bzw. (3) eingesetzt, so gewinnen wir die gewünschte Beziehung durch einfaches Rechnen. Hierbei haben wir lediglich folgende Rechenregeln zu beachten:

$$e^{jx} e^{jy} = e^{j(x+y)};$$

$$e^{jx} e^{-jy} = e^{j(x-y)} = e^{-j(y-x)};$$

$$e^{jx} e^{jx} = (e^{jx})^2 = e^{j2x};\quad e^{jx} e^{-jx} = e^{j0} = 1.$$

1. Beispiel: $y = \sin^2 x$ gibt, wenn $\sin x = \frac{1}{2j}\,(e^{jx} - e^{-jx})$ gesetzt wird:

$$\sin^2 x = \frac{(e^{jx} - e^{-jx})^2}{(2j)^2}.$$

Mit $j^2 = -1$ wird hieraus:

---

[1]) Ausführliche Herleitung siehe Schmid: „Die Mathematik des Funktechnikers", S. 294; Franckh, Stuttgart, 1940.

$$\sin^2 x = \frac{e^{jx} e^{jx} - 2 e^{jx} e^{-jx} + e^{-jx} e^{-jx}}{-4} \text{ oder}$$

$$\sin^2 x = \frac{e^{j2x} - 2 + e^{-j2x}}{-4} \text{ oder}$$

$$\sin^2 x = \frac{-2}{-4} - \frac{1}{2} \cdot \frac{e^{j2x} + e^{-j2n}}{2},$$

worin nach (2):

$$\frac{e^{j2x} + e^{-j2x}}{2} = \cos 2x, \text{ und daher}$$

$$\sin^2 x = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2x.$$

$\sin^3 x$, $\sin^4 x$ usw., $\cos^2 x$, $\cos^3 x$ usw., lassen sich ähnlich berechnen.

2. Beispiel: Aus $z = \sin x \cos y$ folgt ebenso:

$$\sin x \cos y = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \cdot \frac{e^{jy} + e^{-jy}}{2} \text{ oder}$$

$$\sin x \cos y =$$
$$= \frac{e^{jx} e^{jy} + e^{jx} e^{-jy} - e^{-jx} e^{jy} - e^{-jx} e^{-jy}}{4j}$$

oder

$$\sin x \cos y =$$
$$= \frac{e^{j(x+y)} - e^{-j(x+y)}}{4j} + \frac{e^{j(x-y)} - e^{-j(x-y)}}{4j}.$$

Damit wird

$$\sin x \cos y = \frac{1}{2} \sin (x+y) + \frac{1}{2} \sin (x-y).$$

$z = \sin x \sin y$; $z = \cos x \cos y$ usw. können ebenso ausgerechnet werden.

3. Beispiel:

Die Umrechnung von $z = \cos (x+y)$ oder z. B. $\cos (x-y)$ oder $\sin (x+y)$ geht so vor sich: Nach (2) ist:

$$\cos (x+y) = \frac{e^{j(x+y)} + e^{-j(x+y)}}{2} =$$
$$= \frac{e^{jx} e^{jy} + e^{-jx} e^{-jy}}{2} \text{ und nach 1:}$$

$e^{jx} = \cos x + j \sin x$; $e^{-jx} = \cos x - j \sin x$ usw., das gibt:

$$\cos (x+y) =$$
$$= \frac{1}{2} [(\cos x + j \sin x)(\cos y + j \sin y) +$$
$$+ (\cos x - j \sin x)(\cos y - j \sin y)] \text{ oder}$$

$$\cos (x+y) = \frac{1}{2} (\cos x \cos y + j \cos x \sin y +$$
$$+ j \sin x \cos y - \sin x \sin y +$$
$$+ \cos x \cos y - j \cos x \sin y -$$
$$- j \sin x \cos y - \sin x \sin y)$$
$$= \frac{1}{2} (2 \cos x \cos y - 2 \sin x \sin y).$$

Also: $\cos (x+y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y$.

Damit sind die grundsätzlichen Berechnungsgänge für alle vorkommenden derartigen Fälle erschöpft.

Fortsetzung des Beispieles aus der Praxis

Die Gleichung I läßt sich mit Hilfe der abgeleiteten Formeln

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2x; \quad \cos x \cos y =$$
$$= \frac{1}{2} \cos (x+y) + \frac{1}{2} \cos (x-y),$$

auf folgende Form bringen:

$I = I_0$ Ruhestrom

$+ SU_1 \cos \omega_1 t + SU_2 \cos \omega_2 t$
Grundfrequenzströme
(1. Oberwellen),

$+ \frac{T}{4} U_1^2 + \frac{T}{4} U_2^2$
Richtströme,

$+ \frac{T}{4} U_1^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{T}{4} U_2^2 \cos 2\omega_2 t$
2. Oberwellen,

$+ \frac{T}{2} U_1 U_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t$
Summenfrequenzstrom,

$+ \frac{T}{2} U_1 U_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t$
Differenzfrequenzstrom.

Ein Hinweis

Die gleiche Methode ist auch auf die Umrechnung zusammengesetzter hyperbolischer Funktionen anwendbar. Die hierfür geltenden Grundgleichungen lauten:

$$\mathfrak{Cof}\, x = \frac{e^x + e^{-x}}{2}; \quad \mathfrak{Sin}\, x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}.$$

Sie unterscheiden sich also von den Exponentialformen der goniometrischen Funktionen nur durch das Fehlen des Faktors j im Exponenten und Nenner.

Grund- und Oberwellen

Die Zerlegung der Wechselgrößen in Grund- und Oberwellen spielt in der gesamten Elektrotechnik und auch in der Akustik eine erhebliche Rolle. Meist werden für solche Zerlegungen Formeln angegeben. Das Auswerten dieser Formeln ist zwar nicht schwierig, für viele praktische Fälle aber doch zu zeitraubend. Um einen raschen Überblick über die zu erwartenden Oberwellen zu geben, habe ich hier die Oberwellen und die Grundwellen zu häufig vorkommenden Wechselgrößen zeichnerisch dargestellt. Wir erkennen aus den Bildern, daß bei untereinander gleichen positiven und negativen Halbwellen nur die ungerazdahligen Oberwellen auftreten und daß bei Annäherung an die Sinusform die Oberwellen stark zurücktreten.

F. Bergtold.

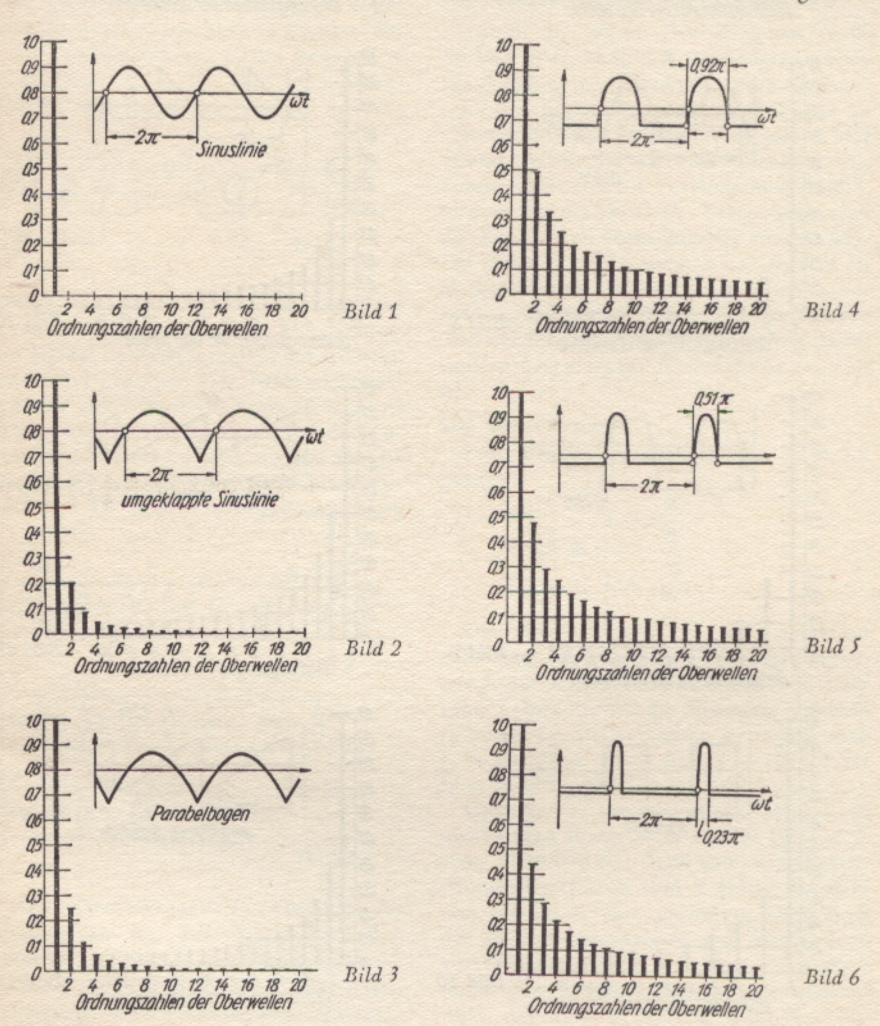


Bild 1

Bild 2

Bild 3

Bild 4

Bild 5

Bild 6

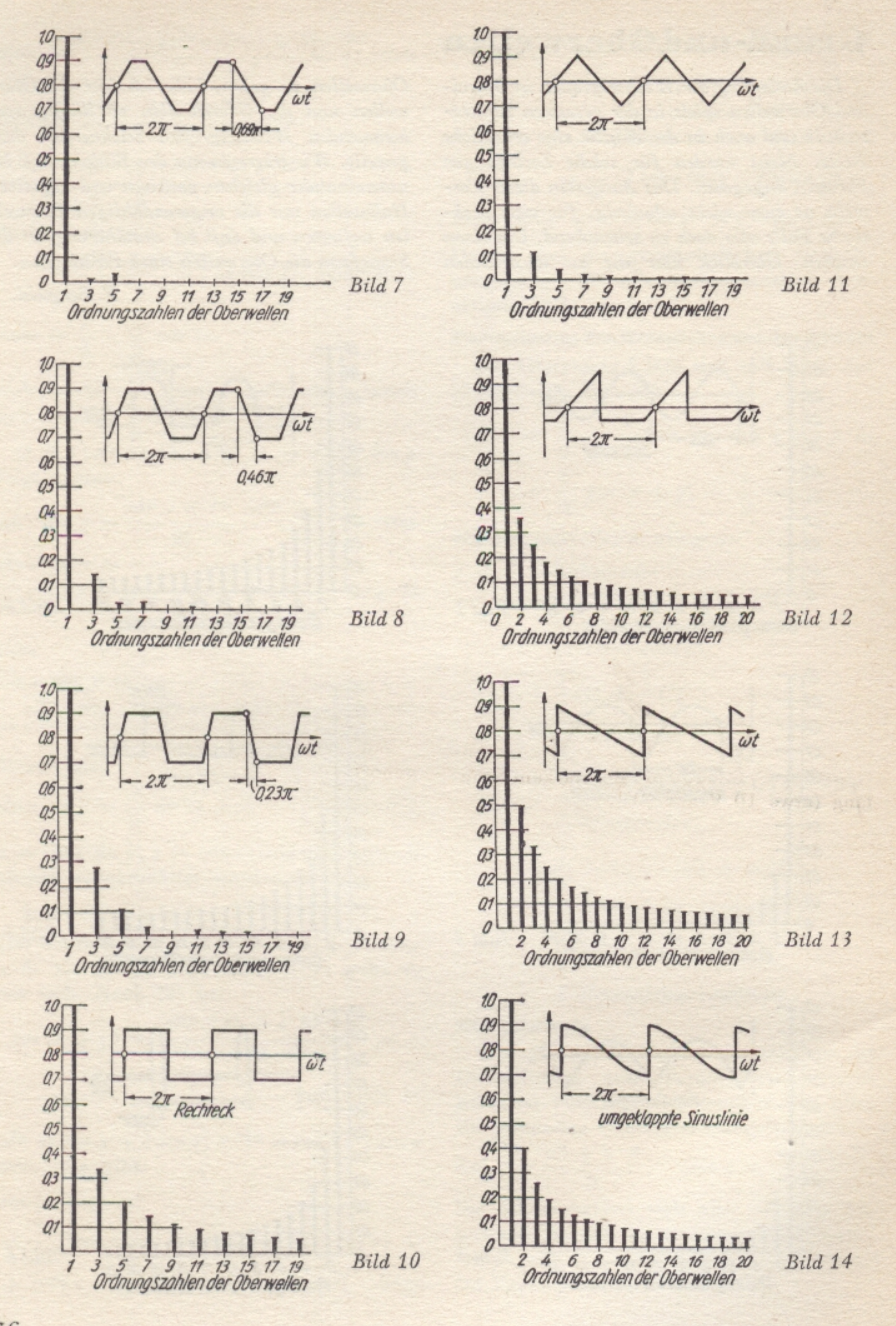


Bild 7

Bild 8

Bild 9

Bild 10

Bild 11

Bild 12

Bild 13

Bild 14

Schaltungsbemessung für die Empfangsgleichrichtung mit Zweipolröhren

Von Dr. L. B r ü c k, Berlin

Anschließend an die Aufsätze S. 17 und S. 27 wird hier ein Anwendungsbeispiel gebracht, das dem Leser die praktische Seite zeigt.

Aufgabe

Der Gleichrichter soll an einen abgestimmten Kreis angeschlossen werden, der in der Anodenleitung einer Regelröhre (EF 11) liegt (Bild 1). Der Innenwiderstand R_i der Regelröhre ist bei größter

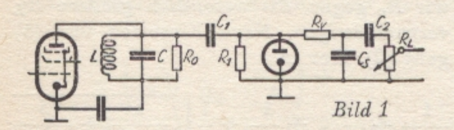


Bild 1

Verstärkung 3 MΩ und bei Empfang eines starken Senders etwa 8 MΩ. Der Widerstand R_L des Lautstärkereglers hat 1,5 MΩ. Weiter sind gegeben: Der Resonanzwiderstand des abgestimmten Kreises (R_o) mit 200 kΩ, sowie die Gesamtkapazität des Abstimmkondensators und der übrigen Schaltelemente (C) mit 150 pF. Bei starkem Empfang (etwa 10 V am Gleichrichter) sollen

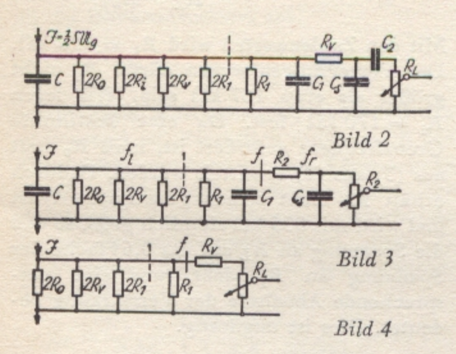


Bild 2

Bild 3

Bild 4

die obere Grenzfrequenz f_g (Absinken der Spannung an R_L auf das $1/\sqrt{2}$ fache) 10 000 Hz und der verzerrungsfrei gleichrichtbare Modulationsgrad m wenigstens 0,9 betragen. Der Hochfrequenzsiebwiderstand R_v ist bezüglich Kreisdämpfung und Niederfrequenz-Spannungsverbrauch möglichst günstig zu wählen. Ankopplungskondensator C_1, Ableitwiderstand R_1, Vorwiderstand R_v und Siebkondensator C_s sind zu berechnen.

Die Niederfrequenz-Ersatzschaltung

Durch die untere Grenzfrequenz (z. B. 50 Hz) ist C_2 in Bild 2 festgelegt. C_2 kann für mittlere und hohe Frequenzen als Kurzschluß aufgefaßt werden. Auch R_i ist zu vernachlässigen, da sein Wert mit 8 MΩ 40mal größer ist als der Wert von R_o. Somit ergibt sich als Vereinfachung Bild 3, in dem für die mittleren Frequenzen noch die Kapazitäten vernachlässigt werden dürfen (Bild 4). Somit bleiben nur R_v und R_1 als unbekannte Größen übrig. Es ist zu beachten, daß bei der Linie f in den rechten Teil der Schaltung nur Wechselstrom fließt, weil er durch C_2 für Gleichstrom gesperrt ist.

Die Beziehungen

Zur Verzerrungsfreiheit bis $m = 0{,}9$ gehört:

$$0{,}9 \leqq \frac{1 + \dfrac{\mathfrak{R}'}{\mathfrak{R}''}}{1 + \dfrac{\mathfrak{R}'}{\mathfrak{R}''}}. \qquad (1)$$

Die Grenzfrequenz f_g der gesamten Schaltung folgt aus den Grenzfrequenzen f_l und f_r der beiden Teile links und rechts der Linie f (Bild 3). Soll die Spannung oberhalb f_g möglichst steil abfallen, so macht man $f_r = f_l$. Dabei muß für $f_g = 10\,000$ Hz $f_r = f_l = 15\,500$ Hz werden.

Genügt ein weniger steiler Abfall, so macht man besser $fl = 10\,000$ Hz und fr etwa $= 30\,000$ Hz. Dann kann der Gleichstromwiderstand in Bild 2 größer werden, was wiederum eine geringere Dämpfung des Hochfrequenzkreises und damit einen Verstärkungsgewinn bedeutet. Da jedoch meist eine große Verstärkung gewünscht wird, soll diese Forderung auch hier be-

rücksichtigt werden, indem $f_l = 10\,000$ Hz wird. So ergibt sich

$$\frac{1}{2\,R_o} + \frac{1}{2\,R_v} + \frac{3}{2}\,\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_v + R_L} = \\ = \omega\,(C + C_1). \qquad (2)$$

Ein kleiner Siebwiderstand R_v dämpft den Kreis stark und vermindert die Hochfrequenzverstärkung, während ein großer Siebwiderstand die an R_L auftretende Niederfrequenzspannung herabsetzt. Der günstigste Wert

$$R_v = \sqrt{\frac{R_L}{\frac{1}{R_o} + \frac{3}{R_1}}} \qquad (3)$$

kann jedoch nicht immer verwirklicht werden.

Ein genaues Durchrechnen dieser 3 Gleichungen ist langwierig und lohnt nur selten. Deshalb wollen wir uns hier mit einer vor allem bezüglich der Verzerrungen ziemlich guten Annäherung begnügen.

Vereinfachung

Wir betrachten die mittleren und hohen Frequenzen gesondert. Da nach Bild 4 bei mittleren Frequenzen für die Hochfrequenzseite Wechselstrom- und Gleichstromwiderstand gleiche Werte haben ($\mathfrak{R}'' = R''$), gilt mit (1)

$$m \leqq \frac{R'' + \mathfrak{R}'}{R'' + R'}. \qquad (4)$$

Wenn

$$m \leqq \frac{\mathfrak{R}'}{R'} \qquad (5)$$

erfüllt ist, gilt auch immer (4).

Zahlenrechnung

Aus (5) berechnen wir zunächst den höchstzulässigen Wert von R_1:

$$R_1 \leqq \left(\frac{1}{0{,}9} - 1\right) \cdot 1{,}5 \cdot 10^6\ \Omega$$

$$R_1 \leqq 167\ \text{k}\Omega.$$

Nun finden wir C_1 aus

$$C_1 \leqq \frac{R''}{R}\,C = \frac{2\,C}{\frac{R_1}{R_v} + \frac{R_1}{R_o} + 1}. \qquad (6)$$

R_v wird sicher nicht unter 100 kΩ liegen, weil sonst der Kreis zu stark gedämpft würde. Mit $R_v = 100$ kΩ und $R_1 = 170$ kΩ in (6) wird

$$C_1 = \frac{300}{\frac{170}{100} + \frac{170}{200} + 1} = 85\ \text{pF}.$$

Wir wählen $C_1 = 50$ pF. Bei kleineren Werten entsteht an C_1 schon ein merklicher Hochfrequenzspannungsabfall.

Nun könnten wir aus (2) und (3) zunächst R_1, dann R_v bestimmen, wobei wir in (2) für $\frac{1}{R_L + R_v}$ nur $\frac{1}{R_L}$ schreiben, indem wir R_v gegen das wesentlich größere R_L vernachlässigen. Nach Einsetzen von (3) geht (2) über in

$$\frac{1}{2\,R_o} + \frac{3}{2\,R_1} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_o R_L} + \frac{3}{R_1 R_L}} = \\ = \omega\,(C + C_1), \qquad (7)$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{3} \left[a + \frac{1}{2\,R_L} - \sqrt{\frac{1}{R_o R_L} - a^2 + \left(a + \frac{2}{2\,R_L}\right)^2}\,\right], \qquad (8a)$$

$$a = 2\,\omega\,(C + C_1) - \frac{2}{R_L} - \frac{1}{R_o}. \qquad (8b)$$

Mit den Zahlenwerten wird $R_1 = 196$ kΩ. Der Verzerrungen wegen dürfte R_1 nicht größer als etwa 167 kΩ sein. Wir legen $R_1 = 170$ kΩ fest. Da eine bestimmte Grenzfrequenz gefordert ist, muß R_v statt aus (3) aus (2) ermittelt werden. Dadurch erhält R_v nicht seinen günstigsten Wert und wird mit 835 kΩ ziemlich groß, so daß die Spannung an R_L auf das 0,64fache der Spannung an R_1 sinkt, was eine entsprechende Abnahme der Verstärkung bedeutet. Dies ist ungünstig.

Angezapfte Schwingkreisspule

Besser wird es, wenn wir den Gleichrichter an einen Anzapf der Schwingkreisspule legen, womit sich ein Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ergibt. In den Niederfrequenz-

Ersatzschaltbildern steht dann $\ddot{u}^2 C$ und $\frac{\ddot{u}^2}{R_o}$, womit es möglich wird, den Kreiskondensator an die Widerstände derart anzupassen, daß die Schaltung die gewünschte Grenzfrequenz bei dem günstigsten Wert für R_v erhält. R_1 wählen wir so groß wie möglich, also hier 170 kΩ, um die Kreisdämpfung klein zu halten und eine hohe Verstärkung zu erzielen.

An Stelle von (7) tritt

$$\frac{\ddot{u}^2}{2 R_o} + \frac{3}{2 R_1} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\ddot{u}^2}{R_o R_L} + \frac{3}{R_1 R_L}} = \omega (\ddot{u}^2 C + C_1). \qquad (9)$$

Hieraus und aus (3) werden $\ddot{u}$ und R_v berechnet.

$$\ddot{u}^2 = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{b^2 R_o R_L} - \frac{2a}{b}\right) + \sqrt{\frac{3}{R_1 R_L b^2} - \frac{a^2}{b^2} + \frac{1}{4}\left(\frac{1}{b^2 R_o R_L} - \frac{2a}{b}\right)^2}, \quad (10)$$

$$a = 2\omega C_1 - \frac{2}{R_L} - \frac{3}{R_1}, \qquad b = 2\omega C - \frac{1}{R_o},$$

$$\ddot{u}^2 = 1{,}214, \qquad \ddot{u} = 1{,}1 : 1,$$

$$\frac{1}{R_v} = \sqrt{\frac{\ddot{u}^2}{R_o R_L} + \frac{3}{R_1 R_L}}; \quad R_v \approx 250 \text{ k}\Omega.$$

Mit R_v und R_L finden wir die Kapazität C_s des Siebkondensators aus

$$2\pi f_r C_s = \frac{R_v + R_L}{R_v R_L},$$

worin nach Festlegung $f_r = 30\,000$ Hz einzusetzen ist. Eigentlich müßte noch der Wechselstromwiderstand des Kreises links von f in Bild 3 berücksichtigt werden. Der durch die Vernachlässigung entstehende Fehler ist jedoch unbedeutend, zumal f_r nicht genau 30 000 Hz zu sein braucht. Wir erhalten:

$$C_s = \frac{1{,}75 \cdot 10^{-6}}{0{,}25 \cdot 1{,}5 \cdot 6{,}3 \cdot 30\,000} \sim 25 \text{ pF}.$$

Damit ist die Schaltung vollständig bestimmt.

Mit der Verstärkung V dieser Schaltung wollen wir das Verhältnis der Niederfrequenzspannung an R_L zu der Trägerspannung eines 100% modulierten Senders am Gitter der Vorröhre bezeichnen. Die Verstärkung beträgt

$$V = \frac{S}{2} R \frac{R_L}{R_L + R_v} \ddot{u} \quad \text{mit}$$

$$\frac{1}{R} = \frac{\ddot{u}^2}{2 R_o} + \frac{1}{2 R_v} + \frac{1}{2 R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_v + R_L}$$

$$\frac{1}{R} = \left(\frac{1{,}214}{0{,}4} + \frac{1}{0{,}5} + \frac{1}{0{,}34} + \frac{1}{0{,}17} + \frac{1}{1{,}75}\right) \cdot 10^{-6} S_m$$

$R = 69$ kΩ.

Bei der großen Steilheit von 2 mA/V wird

$$V = 69 \cdot \frac{1{,}5}{1{,}75} \cdot 1{,}1 = 65{,}2.$$

Der Verstärkungshöchstwert ändert sich mit R_v nur wenig, solange R_v groß gegen den Hochfrequenzwiderstand der Schaltung und klein gegen R_L bleibt. Für $R_v = 100$ kΩ wird $V = 64{,}6$ bei der günstigsten Übersetzung $\ddot{u} = 1{,}277 : 1$. Infolge der größeren Übersetzung haben die Schaltungskapazitäten der Zweipolröhre mit ihren Widerständen auf die Abstimmung des Kreises etwas weniger Einfluß als beim günstigsten Wert für R_v, während die Verstärkung kaum merklich gesunken ist.

Bücher-Auslese

Wir besprechen hier zunächst zwei Mathematikbücher, die von Ingenieuren für Ingenieure geschrieben wurden. Beide Bücher sind soeben herausgekommen. Immer wieder erscheinen neue Einführungen in die Mathematik. Dies kann als Zeichen dafür gewertet werden, daß die bisherigen Mathematikbücher noch Wünsche übrig lassen. Tatsächlich ist es so. Die Mathematik wird im allgemeinen von Mathematikern gelehrt, die diese Wissenschaft um ihrer selbst willen betreiben und deshalb die Anwendung der Mathematik auf die technische Praxis nicht restlos berücksichtigen. Die Mathematiker legen meist großen Wert

darauf, auch alle Ableitungen für die Zusammenhänge zu bringen, die die Ingenieure unmittelbar als Arbeitsbehelf verwenden möchten. Die Ableitungen interessieren die Ingenieure jedoch nur, wenn sie Fingerzeige für die Anwendung der Mathematik auf technischen Gebieten geben. Die beiden hier besprochenen Werke sind als erfolgreiche Versuche zu werten, die Behandlung der Mathematik in einer für den Ingenieur vorteilhaften Weise zu gestalten.

Mathematik für Ingenieure und Techniker

Von Ing. Richard D o e r f l i n g. 290 Bilder. 533 Seiten. 15,5 × 23,5 cm. R. Oldenbourg, München, Berlin. 1939. Preis Leinen gebunden 9.60 RM.

Dieses Werk soll eine Einführung in die Gebiete der Mathematik geben, die für den Ingenieur und vor allem für den Elektrotechniker wesentlich sind. Der Verfasser bemüht sich, möglichst wenig vorauszusetzen und die Grundlagen der Ingenieurmathematik sehr gründlich zu vermitteln. Er bringt folgende Kapitel: Arithmetik und Algebra, Elementargeometrie, Trigonometrie, analytische Geometrie, Differential- und Integralrechnung, Differentialgleichung und Vektoranalysis. Die analytische Geometrie und die Differential- und Integralrechnung umfassen zusammen rund die Hälfte des Buches. Wer die Zeit aufbringt, dieses umfangreiche Werk genau durchzuarbeiten, kann aus ihm wirklich großen Nutzen schöpfen. Der saubere Satz hebt sich vorteilhaft von den Bildern ab.

F. Bergtold.

Die Mathematik des Funktechnikers

Von Ing. Otto S c h m i d. 16 × 23,5 cm. Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart. 1939. Preis kartoniert 4.50 RM. Lieferung 2 110 Bilder. 80 Seiten. Lieferung 3 39 Bilder. 112 Seiten.

Die erste Lieferung dieses Werks, des von einem Praktiker abgefaßt und durch zahlreiche Beispiele aus der Funktechnik belebt ist, wurde auf S. 125 der Auslese 1939/40 eingehend gewürdigt. Die Lieferung 2 bringt die Geometrie und die Stereometrie. Lieferung 3 behandelt die Winkel- und hyperbolischen Funktionen sowie die Analysis, worunter hier vor allem die Differential- und Integralrechnung zu verstehen ist. Wie die erste Lieferung, so sind auch diese beiden neuen Lieferungen jedem Funkingenieur ans Herz zu legen, der die früher gelernte Mathematik vergessen hat und sie aus Berufsgründeu neu erarbeiten möchte.

F. Bergtold.

Fernmelde-Unterrichtslehre

Von Rudolf G r ö t s c h. 25 Bilder. 134 Seiten. 13,5 × 19,8 cm. Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider, Berlin-Tempelhof. 1939. Preis kartoniert 3.50 RM.

Das Buch gibt wertvolle Hinweise für die Ausbildung im Morsen. Die in ihm niedergelegten großen Erfahrungen können in jedem Morsekurs mit Vorteil verwertet werden.

F. Bergtold.

Die Photozelle in der Technik

Von Dr. H. G e f f c k e n und Dr. H. R i c h t e r. 3. erweiterte und verbesserte Auflage. 122 Bilder. 3 Tafeln. 95 Seiten. 14 × 20,5 cm. Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider, Berlin-Tempelhof. 1939. Preis kartoniert 2.50 RM.

In den einzelnen Abschnitten werden behandelt: Die Photozelle, die photoelektrische Abtastung, die Lichtschranke, die Meß- und Steuergeräte, die Photozellenprüfung sowie Abmessungen, Zellen und ausgeführte Geräte. Wer rasch einen Überblick über das Gesamtgebiet oder über das Gebiet eines der Abschnitte gewinnen möchte, wird mit Vorteil zu diesem einführenden Werk greifen, das an den Leser keine nennenswerten Anforderungen stellt.

F. Bergtold.

AEG-Hilfsbuch

4. neubearbeitete Auflage. 946 Bilder. 655 Seiten. 15 × 21 cm. W. Girardet, Essen. 1939. Preis geheftet 4.80 RM.

Dieses äußerst reichhaltige Werk bietet jedem Elektrotechniker für Planung, Aus-

führung und Betrieb elektrischer Licht- und Kraftanlagen sehr viel Wertvolles. Die heute wichtigen Werkstoffe Aluminium und Magnesium werden eingehend berücksichtigt. Die Hauptabschnitte sind: Stromerzeugungsanlagen, Umspanner, Gleichrichter, Umformer, Schaltanlagen, Kurzschlußsicherheit, Leitungsnetze und Leitungen, Schalt- und Anschlußgeräte, Meßgeräte und Messungen, Motoren, Lichttechnik, Elektrowärme. Ein Anhang mit Tafeln, Schaltzeichen, Plänen und Sachverzeichnis beschließt das empfehlenswerte Buch.

F. Bergtold.

Die Rundfunk-Industrie

Von Karl Hilpert. 59 Bilder. 73 Seiten. 12 × 22,5 cm. Verlag Übersee-Post, Leipzig Cl. 1939. Preis gebunden 2.30 RM.

Eine nette, anschauliche und werbemäßig gut aufgezogene Schilderung der Blaupunkt-Werke mit zahlreichen schönen Bildern. Wer einem Laien zeigen möchte, wie und wo ein Rundfunkgerät entsteht, der schenke ihm diese nette kleine Schrift.

F. Bergtold.

Meßsender mit Zusatzeinrichtungen

von Rudolf Schadow. 69 Bilder. 111 Seiten. 15,5 × 21,5 cm. Verlag Weidmann, Berlin 1940. Preis gebunden 6.– RM.

Der Verfasser will den Bau eines Meßsenders mit Zusatzeinrichtungen für einen Frequenzbereich von ungefähr 0,15 MHz (2000 m) bis 15 MHz (20 m) anregen und die dazu nötigen Unterlagen liefern. Er gibt hierfür bastelmäßige Unterlagen. Manche Einzelheiten halten einer näheren Prüfung leider nicht ganz stand. Vielleicht wäre es gut, solch ein Werk, das eine reine Bastelei betrifft, im Stil etwas bescheidener zu halten.

Das Buch gibt im wesentlichen eine Bauanleitung für einige mit einfachen Mitteln herzustellende Hochfrequenzhilfsgeräte, die für Überprüfungen von Rundfunkgeräten sicherlich recht gut brauchbar sind. Der Verfasser vermeidet es, die Grenzen der mit seinen Anordnungen erzielbaren Genauigkeit zu nennen. Für einen Meßsender müßte er das tun. Dabei käme er wohl noch auf beachtliche Verbesserungsmöglichkeiten. Als Beispiel sei der Ausgangsspannungsteiler gewählt. Er soll bis zu 1 Mikrovolt herunter und bis zu 10 MHz hinauf hinreichend frequenzunabhängige Teilspannungen liefern, was mit den vorgeschlagenen Drahtwiderständen nicht möglich ist. Der Verfasser schlägt z. B. vor, einen Wirkwiderstand von 0,005 Ohm noch für 15 MHz durch ein 4 cm langes Drahtstück zu verwirklichen, und sieht Schalterzuleitungen von erheblicher Länge vor.

Das Buch ist als bastelmäßige Anleitung für den Selbstbau eines Rundfunkprüfgerätes zu empfehlen, jedoch nicht als Grundlage für die Herstellung eines wirklichen Meßsenders zu werten. O. Macek.

Ferromagnetismus

Von Dr. R. Becker und Dr. Ing. habil. W. Döring. 319 Bilder. 440 Seiten. 26 × 17,5 cm. Julius Springer. Berlin, 1939. Geheftet 39.– RM.

Das Buch will alle mit dem Ferromagnetismus zusammenhängenden Größen und Erscheinungen von einem einheitlichen theoretischen Standpunkt aus behandeln. Daher gibt es der Theorie gegenüber dem Experiment den Vorzug – im Gegensatz zu anderen Werken über dieses Gebiet (z. B. Meßkin-Kußmann, Magnetische Werkstoffe). Von den zahlreichen Ergebnissen, die während der letzten Jahre in der Entwicklung neuer ferromagnetischer Werkstoffe erhalten wurden, sind nur die aus der Theorie erklärbaren aufgenommen. Damit ist einerseits das geschlossene Gesamtbild gewahrt, anderseits werden aber dem Leser einige praktisch wichtige Versuchsergebnisse vorenthalten.

Der erste Abschnitt bringt die Grundlagen der magnetischen Erscheinungen, den magnetischen Dipol und die Theorie des Dia- und Paramagnetismus. Der zweite Abschnitt enthält die Theorie des Ferromagnetismus. Der dritte Abschnitt behandelt die Theorie der Magnetisierung,

die inneren Spannungen und Permeabilitätsfragen. Für den Hochfrequenztechniker sind besonders die Unterabschnitte über Permeabilität bei hohen Frequenzen, Skineffekt und Wirbelströme wichtig. Der vierte Abschnitt befaßt sich mit den Begleiterscheinungen der Magnetisierung, der Magnetostriktion und der Widerstandsänderung beim Magnetisieren. Der fünfte Abschnitt „Der Einfluß verborgener magnetischer Vorgänge auf das mechanische Verhalten“ zeigt die engen Zusammenhänge zwischen mechanischen und magnetischen Eigenschaften der Stoffe. Der letzte, den ferromagnetischen Werkstoffen gewidmete Abschnitt ist für den Hochfrequenztechniker am wichtigsten. Die letzten 10 Seiten des Buches bringen eigentlich das, was für ihn besonders bedeutsam und vielfach neu sein dürfte; schade, daß gerade hier an Platz gespart wurde!

Das Buch ist für Physiker und Ingenieure wichtig, die mit magnetischen Werkstoffen zu tun haben und in die theoretischen Zusammenhänge des Ferromagnetismus eindringen wollen. O. Macek.

Kleine Induktivitäts- oder Kapazitätsänderungen und die Schwingkreis-Eigenfrequenz

Häufig möchte man ohne lange Rechnung wissen, wie die Eigenfrequenz eines Schwingkreises durch eine kleine Induktivitäts- oder Kapazitätsänderung verschoben wird. Hierfür gilt:

B e i e i n e r Ä n d e r u n g d e r I n d u k t i v i t ä t o d e r K a p a z i t ä t u m $p\%$ ä n d e r t s i c h d i e F r e q u e n z u m e t w a $-p/2\%$.

Die Frequenz ändert sich also mit entgegengesetztem Vorzeichen etwa halb so weit wie die Induktivität oder Kapazität. Dies läßt sich beweisen durch Differenzieren der Beziehung für die Resonanzfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

oder durch Zahlenbeispiel. Bei 2% Zunahme der Kapazität setzt man $1{,}02 \cdot C$ an Stelle von C und erhält eine Frequenzänderung auf das $1/\sqrt{1{,}02} \approx 0{,}99$fache. Das bedeutet eine Frequenzabnahme von 1%.

H. Pitsch.

Grundbegriffe der Richtstrahlung

Der Einzelstrahler und Strahlergruppe

Anordnungen, die Wellen aussenden, nennt man Strahler oder im Hinblick auf die Funktechnik auch Sendeantennen.

Der Strahler einfachster Wirkung ist der K u g e l s t r a h l e r (Strahler „nullter Ordnung“). Dieser Strahler hat keine Richtwirkung. Er spielt insbesondere für die Schallabstrahlung eine Rolle.

Die S t r a h l e r g r u p p e setzt sich aus mehreren gemeinsam arbeitenden (meist unmittelbar gemeinsam angetriebenen) Einzelstrahlern zusammen. Um die Richtwirkung einer Strahlergruppe bequem zu überblicken, nimmt man zunächst an, die Einzelstrahler, aus denen die Gruppe aufgebaut ist, seien sämtlich Kugelstrahler. Der Einfluß, den die Richtwirkung der Einzelstrahler auf die Richtwirkung der Gruppe hat, läßt sich in den meisten praktisch wichtigen Fällen nachträglich einfach berücksichtigen.

Ursache der Richtwirkung

Infolge der räumlichen Ausdehnung eines Strahlers oder einer Strahlergruppe ergeben sich richtungsabhängige Phasenverschiebungen zwischen den einzelnen ausgestrahlten Wellen.

Wir betrachten das an zwei gleichphasig arbeitenden Punkten einer Strahleranordnung. Diese beiden Punkte sollen um eine halbe Wellenlänge voneinander entfernt sein. Die betriebsmäßige Gleichphasigkeit bewirkt in den Punkten, die von den beiden strahlenden Punkten gleiche Abstände haben, ein gleichphasiges Zusammenwirken

der ausgestrahlten Wellen. Alle Punkte, die von beiden strahlenden Punkten gleich weit entfernt sind, liegen auf der zu den strahlenden Punkten gehörigen Mittelebene.

In Richtung der Verbindungslinie beider Strahler besteht wegen des Abstandes von einer halben Wellenlänge eine Phasenverschiebung von 180°, wobei sich die Strahlungen der beiden Punkte gegenseitig aufheben.

Liegt der Abstand der zwei strahlenden Punkte unter einer halben Wellenlänge, so wird der Phasenverschiebungshöchstwert kleiner als 180°.

Bei wesentlich größeren Abständen übersteigt der Höchstwert der Phasenverschiebung 360°. Hierbei wirken die ausgestrahlten Wellen nicht nur in der Mittelebene der beiden Punkte, sondern auch in anderen Richtungen gleichphasig zusammen.

Fern- und Nahfeld

Meist betrachtet man nur das Fernfeld. Bei diesem dürfen für alle in einem Punkt zusammenwirkenden Wellen gleiche Strahlrichtungen angenommen werden. Im Bereich des Nahfeldes ist das unzulässig, weil hier die von mehreren Punkten ausgehenden Wellen unter erheblich verschiedenen Richtungen zusammenwirken.

Darstellung der Richtwirkung

Um die Richtwirkung einer Strahleranordnung für den Bereich des Fernfeldes zu beschreiben, trägt man von einem Punkt aus in den einzelnen Strahlrichtungen die zugehörigen Fernfelddichten oder die zugehörigen Fernfeldspannungsgefälle als Strekken (Polarkoordinaten) auf. Die Endpunkte genügend vieler Polarkoordinaten legen gemeinsam die Richtfläche der Strahleranordnung fest.

Häufig ist die in einer bestimmten Ebene erzielbare Richtwirkung wichtiger als die räumliche Richtwirkung. In solchen Fällen verwendet man statt der Richtfläche die Richtkennlinie. Diese ergibt sich aus der Richtfläche als Schnittlinie mit der durch den Polarkoordinaten-Nullpunkt gelegten Richtkennlinienebene.

Richt-, Strahlungs- und Verdichtungsfaktor

Erfolgt eine Strahlung nicht nach allen Seiten gleich stark, so besteht für eine oder mehrere Richtungen ein Haupthöchstwert der Strahlung. Die Richtungsabhängigkeit wird unabhängig von dem jeweiligen Wert der gesamten ausgestrahlten Leistung durch den Richtfaktor angegeben. Dieser Richtfaktor R ist für den Haupthöchstwert der Strahlung gleich 1. Folglich liegt er im übrigen zwischen 1 und 0. Die Richtwirkung kann man dadurch beschreiben, daß man die Beziehung zwischen Richtfaktor und Raum- oder Flächenwinkel angibt.

Der Strahlungsfaktor S stellt die tatsächlich ausgestrahlte Leistung als Bruchteil der Leistung dar, die ausgestrahlt werden müßte, wenn die Ausstrahlung nach allen Seiten mit dem Höchstwert ($R = 1$) erfolgen sollte. Der Wert von S liegt zwischen 0 und 1 und fällt um so geringer aus, je größer die Richtwirkung ist.

Den Strahlungsfaktor-Kehrwert können wir „Verdichtungsfaktor" V nennen. Die im vorhergehenden Absatz beschriebene Beziehung läßt sich nämlich auch so ausdrücken: $1/S$ oder V geben an, wievielmal so hoch die Leistungsdichte in der Hauptrichtung der gegebenen Strahleranordnung gegenüber der Leistungsdichte wird, die ein Kugelstrahler bei gleicher abgestrahlter Gesamtleistung in derselben Entfernung bewirkt.

F. Bergtold.

Strom-, Feld- und Schallstärke

Eine merkwürdige Überschrift. – Gewiß. Doch sie soll auf einen Unsinn hindeuten – auf einen Unsinn in der für die Elektrotechnik üblichen Bezeichnungsweise. Unzutreffende Bezeichnungen sind störender als man gemeinhin denkt. Sie erschweren dem Lernenden das Erfassen der Zusammenhänge und hindern in vielen Fällen auch den tätigen Ingenieur daran, völlige Klarheit zu erringen. Aus diesen Gründen nimmt die Auslese den Kampf um bessere Be-

zeichnungen auf. Sie hofft, mit den folgenden Ausführungen Aufmerksamkeit zu erwecken und ihre Leser zu Äußerungen zu veranlassen. Weitere Aufsätze werden folgen.

Stromstärke

Als Stromstärke bezeichnet man den Wert des Stromes. Doch sagt man nicht Augenblicksstärke oder Höchststärke des Stromes, sondern bleibt hier bei Augenblickswert und Höchstwert. Diese Uneinheitlichkeit wäre an sich nicht besonders schlimm. Der Ausdruck „Stromstärke" aber führt, wie eingehende Versuche des Verfassers erwiesen haben, bei Anfängern zu Unklarheiten und falschen Vorstellungen: Nicht selten werden vom Lernenden Strom und Spannung miteinander verwechselt. Diese Verwechslung hat ihre Ursache in der Bezeichnung „Stromstärke". Der Gedankengang des Lernenden ist folgender: Stromstärke bedeutet die Stärke oder Kraft, mit der der Strom in dem Stromkreis fließt. Diese Kraft aber rührt von der Antriebskraft her. Und das ist nichts anderes als die Spannung. Kraft und Stärke sind in der Umgangssprache vielfach eng verwandte Begriffe.

Würde man, wie wir vorschlagen, statt „Stromstärke" „Stromwert" sagen, so wäre damit die Einheitlichkeit gewahrt und die angedeutete Verständnisschwierigkeit überwunden.

Feldstärke

Strömungen und Felder zeigen übereinstimmende Gesetzmäßigkeiten. Diese Übereinstimmung könnte durch einheitlich gewählte Bezeichnungen hervorgehoben und dadurch für das erleichterte Erfassen der Zusammenhänge ausgenutzt werden.

Während aber die Stromstärke den Stromwert bedeutet, hat die Feldstärke mit dem Wert des Feldes gar nichts zu tun. Die elektrische Feldstärke wird in V/cm, die magnetische Feldstärke in AW/cm gemessen. Das Volt ist die Einheit der elektrischen Spannung, womit V/cm die Einheit des elektrischen Spannungsgefälles darstellt. Die Amperewindung ist das Maß der magnetischen Spannung, weshalb die AW/cm sich auf das magnetische Spannungsgefälle bezieht. Wir erkennen hieraus, daß unter der Feldstärke das Spannungsgefälle zu verstehen ist.

Würde man, wie wir vorschlagen, statt „elektrischer Feldstärke" „elektrisches Spannungsgefälle" und statt „magnetischer Feldstärke" „magnetisches Spannungsgefälle" sagen, so wäre damit völlige Klarheit geschaffen und dem Streit, was unter „Feldstärke" eigentlich zu verstehen sei, jede Grundlage entzogen.

Schallstärke

Die Schallstärke wird in z. B. $\mu W/cm^2$ gemessen. Das zeigt uns, daß unter Schallstärke die Schalleistungsdichte zu verstehen ist. Von der Schalleistungsdichte kann man sich ohne besondere Erklärung die richtige Vorstellung bilden, während man die Bezeichnung „Schallstärke" mitsamt ihrer Bedeutung mechanisch auswendig lernen muß, sowie bei mangelnder Übung in Gefahr schwebt, Schallstärke und Lautstärke miteinander zu verwechseln.

Würde man, wie wir vorschlagen, statt „Schallstärke" „Schalleistungsdichte" sagen, so wäre damit stupides Auswendiglernen vermieden und jede Verwechslungsgefahr behoben.

Gegenüberstellung

„Stärke" bedeutet in den drei hier gewählten Beispielen einen Wert, ein Spannungsgefälle und eine Leistungsdichte. Schon diese Mehrdeutigkeit sollte veranlassen, nach anderen Bezeichnungen zu suchen. Wenn sich, wie hier gezeigt wurde, passende Bezeichnungen zwanglos ergeben, ist es schade für jeden Monat, den man damit wartet, diese Bezeichnungen einzuführen.

F. Bergtold.

Verzerrungsmaße

Unter Verzerrung verstehen wir hier die eigentliche (nichtlineare) Verzerrung, die durch das Auftreten zusätzlicher Oberwellen gekennzeichnet ist. Als bekanntestes Maß für diese Verzerrung ist der Klirrgrad in Gebrauch. Daneben wird auch der Modulationsfaktor benutzt. In den folgenden Zeilen sollen diese beiden Verzerrungsmaße kurz erläutert und einander gegenübergestellt werden.

Das Auftreten der Verzerrung

Die Verzerrung tritt im wesentlichen in den Röhren auf und zwar vor allem in der Endröhre wegen deren großer Aussteuerung. Am anschaulichsten macht man sich die Verzerrung dadurch klar, daß man die Arbeitskennlinie in das Anodenstrom-Gitterspannungsbild der Röhre einträgt. Diese Arbeitskennlinie ist gekrümmt. Ihre Krümmung und die Verzerrungen hängen eng miteinander zusammen.

Wird die Abnahme des Anodenstromes mit zunehmender negativer Gitterspannung immer geringer, verläuft die Arbeitskennlinie also näherungsweise quadratisch, so entstehen vorwiegend geradzahlige Oberwellen. Dieser Fall liegt vor allem bei Dreipolröhren vor.

Nimmt der Anodenstrom mit zunehmender negativer Gitterspannung erst wenig, dann mehr und schließlich wieder wenig ab, verläuft die Arbeitskennlinie also näherungsweise nach einer Gleichung dritten Grades, so entstehen vorwiegend ungeradzahlige Oberwellen. Dieser Fall liegt vor allem bei Fünfpolendröhren vor.

Der Klirrgrad

Er ergibt sich, wenn man den wirksamen Wert der durch die Verzerrung einer sinusförmig verlaufenden Spannung entstehenden Oberwellen als Bruchteil des wirksamen Wertes der Grundwelle ausdrückt:

$$\text{Klirrgrad} = \frac{\sqrt{\text{Summe der Quadrate der wirksamen Werte der Oberwellen}}}{\text{wirksamer Wert der Grundwelle}}.$$

Statt mit den wirksamen Werten zu rechnen, kann man in die angeschriebene Beziehung auch die Höchstwerte einsetzen. Bei der fast stets zulässigen Beschränkung auf die zweite und dritte Oberwelle gilt z. B.

$$\text{Klirrgrad} = \frac{\sqrt{(\text{Höchstwert der zweiten Oberwelle})^2 + (\text{Höchstwert der dritten Oberwelle})^2}}{\text{Höchstwert der Grundwelle}}.$$

Der Modulationsfaktor

Der sinusförmig verlaufenden Spannung wird eine zweite geringe Spannung anderer (höherer) Frequenz überlagert. Hand in Hand mit der Verzerrung der großen Spannung geht eine Modulation der kleinen Spannung. Ihr Modulationshöchstwert ist näherungsweise gegeben durch den halben Unterschied zwischen Höchst- und Mindeststeilheit des durch die große Spannung ausgesteuerten Bereiches der Arbeitskennlinie. Ihr Durchschnittswert wird ganz ungefähr durch das Mittel aus Höchst- und Mindestwert der Steilheit bestimmt. Also: Modulationsfaktor =

$$= \frac{\text{Höchststeilheit} - \text{Mindeststeilheit}}{\text{Höchststeilheit} + \text{Mindeststeilheit}}.$$

Zusammenhang

Ein eindeutiger Zusammenhang besteht nicht. Zu gleichem Modulationsfaktor gehört ein um so geringerer Klirrgrad, je stärker Oberwellen mit höherer Ordnungszahl ins Gewicht fallen. Für die zweite Oberwelle gilt:

$$\text{Modulationsfaktor} = 4 \times \text{Klirrgrad},$$

während der Zusammenhang für die dritte Oberwelle weniger einfach ist:

$$\text{Modulationsfaktor} = \frac{6 \times \text{Klirrgrad}}{1 - 3 \times \text{Klirrgrad}}.$$

Da die dritte Oberwelle selten große Bruchteile der Grundwelle erreicht, gilt für die dritte Oberwelle ungefähr:

$$\text{Modulationsfaktor} = 6 \times \text{Klirrgrad}.$$

F. Bergtold.

Aufgaben-Auslese

Hier folgen die Lösungen der Aufgaben von S. 30 und anschließend daran neue Aufgaben. Diese sind wiederum mit Rücksicht auf die im Felde stehenden Leser so gehalten, daß sie sich ohne besondere Hilfsmittel lösen lassen.

Lösungen:

Zu 1. Der Durchgriff wird zwar vielfach als Röhrenkonstante bezeichnet, verdient diesen Titel jedoch nicht. Der Durchgriff hängt außer von den Maßen und Abständen der Röhren-Konstruktionsteile von den in der Röhre herrschenden Raumladungen ab, die durch die jeweiligen Betriebsbedingungen stark beeinflußt sind. Das zeigt sich besonders deutlich bei den Röhren, die außer dem Steuergitter weitere Gitter enthalten. Bild 1, das das Kennlinienfeld einer Fünfpolröhre darstellt, läßt z. B. erkennen, daß der Durchgriff für geringe Anodenspannungen recht groß wird,



Bild 1 *Bild 2* *Bild 3*

während er unter üblichen Betriebsbedingungen äußerst kleine Werte aufweist. Aber sogar bei den heutigen indirekt geheizten Dreipolröhren spielen die Raumladungen für den Durchgriff eine bedeutende Rolle (Bild 2), während bei den älteren Batterie-Dreipolröhren die Raumladungen für den Durchgriff nur geringe Bedeutung haben (Bild 3).

Zu 2. Die Induktivität wird in Henry gemessen. Ein Henry bedeutet eine Voltsekunde je Ampere. Die Voltsekunde je Windung ist ein Maß für den Wert des magnetischen Feldes und stimmt mit 10^8 Feldlinien oder 10^8 Maxwell überein. Um die Induktivität in Henry zu erhalten, brauchen wir also nur das zu 1 A gehörige Magnetfeld in Voltsekunden je Windung zu berechnen und mit der Windungszahl zu vervielfachen. Das tun wir: 1 A bei 5000 Windungen gibt 5000 AW. Diese 5000 AW entfallen auf 1 mm oder 0,1 cm Feldlinienlänge und bedeuten hier $5000 : 0{,}1 = 50\,000$ AW/cm. Das gibt eine Felddichte von $50\,000 \cdot 1{,}25 = 62\,500$ Feldlinien oder $62\,500 \cdot 10^{-8} = 0{,}625 \cdot 10^{-3}$ Voltsekunden je Windung. Bei 5000 Windungen folgen daraus $5000 \cdot 0{,}625 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 0{,}625 = 3{,}12$ Voltsekunden. Diese 3,12 Voltsekunden gehören zu 1 A und stellen deshalb die in H gemessene Induktivität dar.

Sollte uns dieser Weg nicht unmittelbar gegenwärtig sein, so können wir uns zur Berechnung der Induktivität auch auf folgende zwei allbekannten Formeln stützen:

$$E = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot I \text{ und}$$
$$E = 4{,}44 \cdot \Phi \cdot f \cdot w \cdot 10^{-8},$$

worin Φ den Höchstwert des Feldes bedeutet. Wir setzen die rechten Seiten beider Gleichungen einander gleich und teilen beide Seiten der neuen Gleichung durch $2 \cdot \pi \cdot f \cdot I$. Das gibt:

$$L = \frac{0{,}707 \cdot \Phi \cdot w \cdot 10^{-8}}{I},$$

womit wir auf dem oben angegebenen Weg angelangt sind.

Zu 3. Wir zeichnen auf Grund der gegebenen Wertepaare das für uns wichtige Stück der Magnetisierungskurve auf (Bild 4).

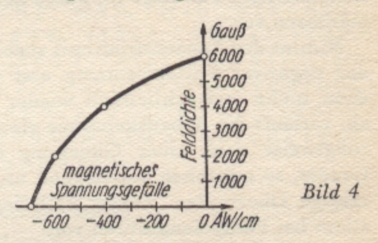


Bild 4

Dann berücksichtigen wir, daß der Dauermagnet sowohl das verlangte Magnetfeld wie auch die dafür im Luftspalt nötigen Amperewindungen zur Verfügung zu stellen hat. Die Magnetisierungskurve zeigt, daß die Felddichte mit zunehmendem negativen Spannungsgefälle abnimmt. D. h., je mehr wir von dem Dauermagnetstahl an Felddichte ausnutzen wollen, desto ge-

ringer fällt das zugehörige Spannungsgefälle aus, je mehr wir aber von dem Dauermagnetstahl an Spannungsgefälle fordern, desto geringer fällt die zugehörige Felddichte aus. Um den günstigsten Kompromiß zu finden, tragen wir das Produkt aus Felddichte und Spannungsgefälle abhängig von dem Spannungsgefälle auf. Aus Bild 5 ersehen wir, daß wir mit etwa

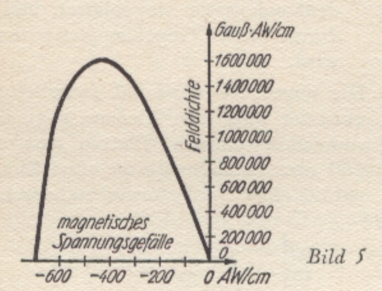


Bild 5

400 AW/cm am günstigsten fahren, wozu gemäß Bild 4 4000 Gauß gehören. Nun wenden wir uns dem Luftspalt zu. Der Wert des Luftspaltfeldes beträgt 5 × 5000 = 25 000 Feldlinien. Das Spannungsgefälle im Luftspalt wird auf Grund der zu nicht ferromagnetischen Stoffen gehörigen Beziehung:

Felddichte in Gauß = 1,25 · Spannungsgefälle in AW/cm

zu 5000 : 1,25 = 4000 AW/cm berechnet. Das bedeutet bei 0,2 cm Länge × 0,2 cm × 4000 AW/cm = 800 AW. Die Länge des Stahlstückes folgt aus 800 AW und den aus Bild 5 stammenden 400 AW/cm zu 800 : 400 = 2 cm. Den Querschnitt ermitteln wir aus 25 000 Feldlinien und den aus Bild 4 stammenden 4000 Gauß oder Feldlinien je cm² zu 25 000 : 4000 = 6,25 cm², was bei kreisförmigem Querschnitt einen Durchmesser von rund 2,8 cm bedeutet.

Zu 4. Wir geben der Röhre die betriebsmäßigen Gleichspannungen, schließen das Gitter mit der Kathode für Wechselspannungen kurz und messen den Röhrenwiderstand zwischen Anode und Kathode wie jeden anderen Widerstand mit Wechselstrom. Das kann z. B. nach Bild 6 geschehen. Der dort eingetragene Gleichstromzeiger ermöglicht es, mit Hilfe der veränderlichen Anodengleichstromquelle den betriebsmäßigen Röhrengleichstrom einzustellen. Der Kondensator, der in Reihe mit dem Kopfhörer liegt, sperrt diesen Stromzweig für Gleichstrom und verhindert dadurch den Einfluß des Brückenabgleichens auf den Anodengleichstrom der Röhre.

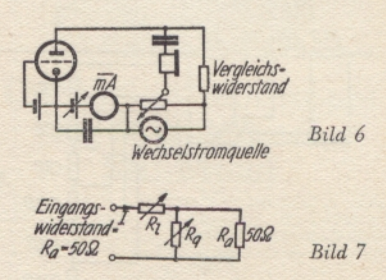


Bild 6

Bild 7

Zu 5. Mit den Bezeichnungen von Bild 7 gilt:

$$R_l + \frac{R_q \cdot R_a}{R_q + R_a} = R_a .$$

Für Schwächung der Spannung auf das u-fache erhalten wir:

$$\frac{\text{Widerstand der Nebeneinanderschaltung}}{\text{Gesamtwiderstand}} = u$$

oder

$$\frac{R_a - R_l}{R_a} = u \quad \text{oder} \quad R_a - R_l = u \cdot R_a$$

$$\boxed{R_l = (1 - u) \cdot R_a .}$$

Bei der u-fachen Spannung an R_a geht durch R_a auch der u-fache Strom $u \cdot I$, wobei R_q vom $1 - u$-fachen Strom $(1 - u) \cdot I$ durchflossen wird. Die Spannungen an R_a und R_q sind gleich:

$$u \cdot I \cdot R_a = (1 - u) \cdot I \cdot R_q \text{ oder}$$

$$R_q = \frac{u}{1 - u} \cdot R_a .$$

Die verschiedenen Werte von u sind angegeben. Wir berechnen aus ihnen und dem gegebenen Wert von R_a zunächst die jeweiligen Gesamtwerte von R_l und R_q und bestimmen daraus die zwischen je zwei Abgriffen liegenden Teilwiderstände:

u	1	0,32	0,1	0,032	0,01	0,0032	0,001
$1-u$	0	0,68	0,9	0,968	0,99	0,9968	0,999
R_l Ω	0	34	45	∼48	∼50	∼50	∼50
R_q Ω	∞	23,5	5,55	1,66	∼ 0,5	∼ 0,16	∼ 0,05

Die in Bild 8 eingetragenen Teilwiderstandswerte sind teilweise etwas abgerundet.

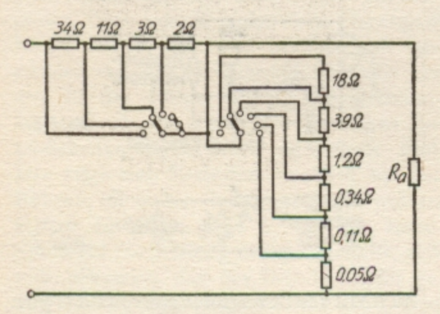


Bild 8

Neue Aufgaben:

1. Im Luftspalt eines Eisenkernes herrscht eine Felddichte von 6000 Gauß, wenn die den Eisenkern umschließende Spule, die 400 Windungen hat, an einer Wechselspannung von 110 V, 50 Hz liegt. Die Felddichte soll auf 7000 Gauß erhöht werden. Wie ist die Windungszahl der Spule zu bemessen?
2. Für die in Bild 9 gezeichnete Schaltung sind auf Grund der eingetragenen Werte und des zugehörigen Bildes 10 für eine

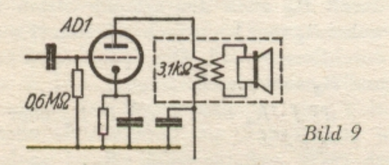


Bild 9

tiefste noch zu übertragende Frequenz von 80 Hz zu berechnen:
   a. Die Kapazitäten der drei Kondensatoren,
   b. der Kathodenwiderstand,
   c. der Mehrbedarf an Eingangswechselspannung für den Fall, daß der Kathodenkondensator weggelassen und dadurch eine Gegenkopplung erzielt wird.
3. Die ungefähre Kapazität zwischen zwei einander in 5 mm Abstand gegenüberstehenden dünnen Platten von 15 × 100 mm Ausdehnung ist ohne Zuhilfenahme einer Sonderformel zu berechnen.

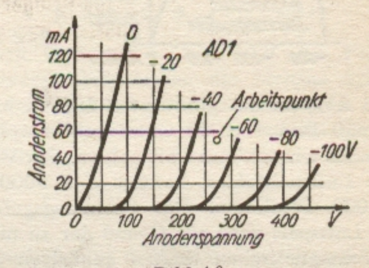


Bild 10

4. Die von der Magnetfeldstreuung herrührende Vergrößerung des Feldquerschnittes im Luftspalt eines magnetisierten Eisenkernes ist in Abhängigkeit von den Luftspaltabmessungen überschlägig zu berechnen und möglichst einfach in einer Kennlinie aufzutragen. Die Verbreiterung ist so aufzufassen, daß durch die Verbreiterung das Streufeld bei derselben Dichte erfaßt wird wie das Hauptfeld.
5. Eine aus Kupferdraht gewickelte Spule wird von 5 A Gleichstrom durchflossen. Anfangs beträgt der Spannungsabfall an der Spule 1,8 V. Nach längerer Zeit ist der Spannungsabfall – wieder bei 5 A Gleichstrom – auf 2,1 V gestiegen. Welche Übertemperatur entspricht dieser Spannungserhöhung? Welchen Wert hat der Strom, der im Dauerzustand eine Übertemperatur von 60^0 bewirkt?

Ein nützliches Werk-, Lehr- und Handbuch

Praktische Funktechnik

von HANS WIESEMANN

Ein vorzügliches Lehrbuch der praktischen Arbeit

„Das in seinen Abschnitten sorgfältig abgewogene Werk beginnt mit einer leichtverständlichen und übersichtlichen Schilderung der Grundlagen einer Schaltung. Besonders eingehend ist gezeigt, wie man die modernen Sonderröhren richtig betreibt und ausnutzt. **Ausführlich ist die handwerkliche Behandlung von Holz, Isolierstoff und Metall beschrieben — ein Gebiet, dem häufig zu wenig Beachtung geschenkt wird.** Weiter ist die wichtige Antennenfrage erörtert; es wird gezeigt, wie man in jedem Fall die beste Lösung finden kann. Der Verfasser geht sehr ausführlich auf die Hilfsmittel ein, die das Auffinden von Fehlern ermöglichen. Er beschreibt Wirkungsweise, Aufbau und Gebrauch der hauptsächlichsten Prüf- und Meßgeräte und verhilft so dem Leser nicht nur zu einem billigen kleinen Laboratorium, sondern auch zu einem auf eigener Beobachtung begründeten Fachwissen, das sich nicht erst bei der Beseitigung von Fehlern, sondern schon beim Schaltungs- und Geräteaufbau nützlich auswirkt. **Das Werk eignet sich vorzüglich als Lehr- und Handbuch der praktischen Arbeit für alle an der Rundfunktechnik Interessierte.**“

Der Rundfunkhändler, Berlin

Einfache und verständliche Darstellung — auch für den Werkmann brauchbar

„**Es enthält wohl alles, was man zum Bau von Empfängern und Zubehörgeräten, für die Auswahl der Schaltungen und ihrer Einzelteile und nicht zuletzt für die Erhaltung der Betriebsfähigkeit braucht.** Besonders hervorgehoben seien die eingehende und gründliche **Schaltungslehre**, die sorgfältige **Darstellung der Röhren** und ihrer Eigenheiten, das reiche und gute **Bildmaterial** und endlich die sehr brauchbaren **Tafeln für Berechnung und Bemessung.** Die einfache und verständliche Darstellung macht das Buch auch für den Werkmann der Funktechnik brauchbar.“

Elektrische Nachrichtentechnik, Berlin

P. 796. Stuttgarter Vereinsbuchdruckerei AG

Verantwortlich für den Inhalt: Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Theodor Ballenberger, Stuttgart-Degerloch. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Copyright 1940 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart. Druck: Chr. Belser, Stuttgart